

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

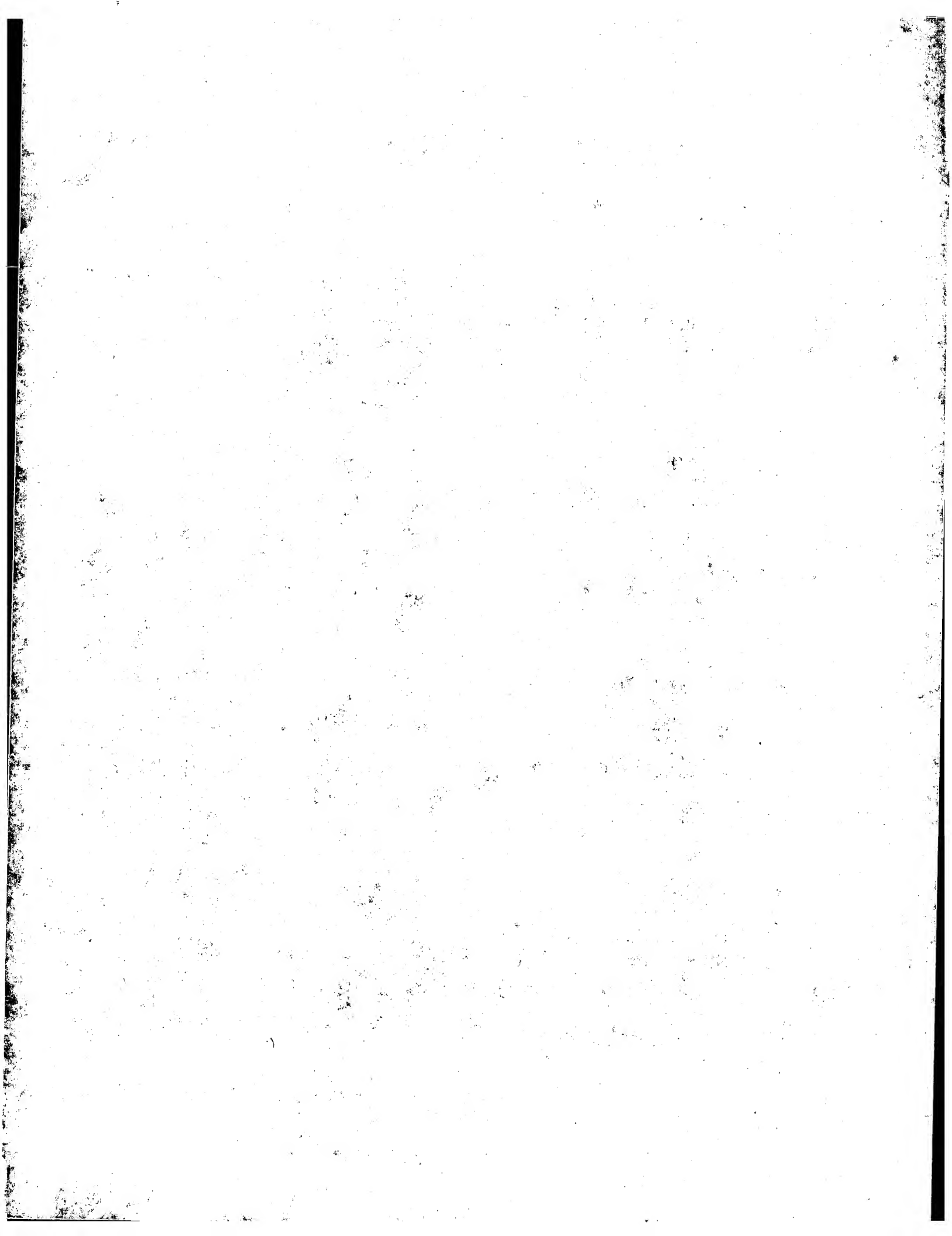
Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



10661337
12-23-03

(2)



①⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Patentschrift
⑩ DE 196 35 355 C 2

⑤ Int. Cl.⁷:
H 02 M 1/12
H 02 M 3/00
H 02 M 7/00
G 05 F 1/70

⑳ Aktenzeichen: 196 35 355.6-32
㉔ Anmeldetag: 31. 8. 1996
㉕ Offenlegungstag: 12. 3. 1998
㉖ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 11. 5. 2000

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑬ Patentinhaber:
Dr.Fuld Ingenieurgesellschaft mbH, 61352 Bad
Homburg, DE

⑰ Erfinder:
Fuld, Berthold, Dr., 61352 Bad Homburg, DE

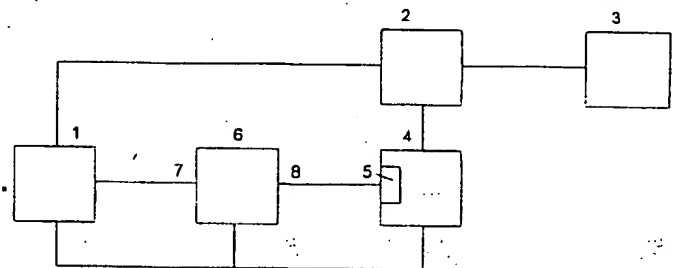
⑤⑥ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 35 41 307 C1
GB 22 61 331 A
US 51 46 398

DE-Z. ELRAD 1994, H.11, S.49/50;
M.J.Willers u.a. An AC-DC converter with low input
distortion and near unity power factor European
Power Electronics Conference Proceedings'93 Vol.4
S.1-7;
Unitrode Product & Applications Handbook 1995-
1996, Application Note U-138 (S10-363ff);
SGS Thomson Frequency Modulation on L4981B 3
(AN 833/0795);

⑤④ Schaltung zur Ansteuerung von getakteten Energiewandlern mit netzabhängig veränderlicher Schaltfrequenz

⑤⑦ Ein getakteter Energiewandler (2), der einen Verbrau-
cher (3) aus einer Wechselspannungsquelle (1) versorgt,
wird von einem Steuersatz (4) angesteuert. Die Taktfre-
quenz wird von einem im Steuersatz (4) integrierten Oszil-
lator (5) vorgegeben, dessen Frequenz von einer Ein-
gangsgröße abhängig ist. Als Eingangsgröße wird die
Spannung der Quelle (1) über ein elektrisches Netzwerk
(6), das eine Phasenverschiebung zwischen der Span-
nung an seinem Eingang (7) und der Spannung oder dem
Strom an seinem Ausgang (8) bewirkt, an den Eingang
des Oszillators (5) geführt, so daß sich in jedem Moment
eine Abhängigkeit der momentanen Schaltfrequenz des
Energiewandlers (2) vom Momentanwert der Ausgangs-
spannung der Quelle (1) ergibt und die maximale Schalt-
frequenzänderung etwa im Maximum des Eingangs-
stroms des Energiewandlers (2) erreicht wird sowie Maxi-
mal- und Minimalwert der Schaltfrequenz etwa beim Mi-
nimum des Stroms am Eingang des Energiewandlers auf-
treten.



DE 196 35 355 C 2

DE 196 35 355 C 2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Ansteuerung von getakteten Energiewandlern, beispielsweise Schaltnetzteilen, selbstgeführten Umrichtern und Lampenvorschaltgeräten, entsprechend dem Oberbegriff des Anspruchs 1. Eine solche ist bekannt aus der US 5,146,398.

Für die Erzeugung der Schaltfrequenz in derartigen Energiewandlern wird ein Oszillator benötigt, der ein Signal der Schaltfrequenz (oder einem Vielfachen hiervon) abgibt. Wie beispielsweise in "Unitrode Product & Applications Handbook 1995-1996" u. a. in der Application Note U-93 (S 10-9 ff.) beschrieben, wird üblicherweise ein Pulsweitenmodulator eingesetzt, bei dem das Ausgangssignal einer Regelstrecke mit einer schaltfrequenten Sägezahn- oder Dreiecksspannung verglichen wird. Diese frequenzkonstante Dreiecksspannung wird beispielsweise erzeugt, indem ein Kondensator über eine (einstellbare) Stromquelle bis auf einen oberen Schwellwert geladen wird; bei Erreichen des oberen Schwellwerts wird eine weitere, stärkere Stromquelle aktiviert, die den Kondensator entlädt, bis ein unterer Schwellwert erreicht ist, bei der die zweitgenannte Stromquelle wieder deaktiviert wird.

Der Nachteil dieser Lösung ist, daß durch die konstante Schaltfrequenz das Spektrum der Funkstörspannungen bei der Schaltfrequenz und ihren ganzzahligen Vielfachen hohe Spitzen aufweist, die zur Erfüllung gesetzlicher EMV-Regeln gefiltert werden müssen.

In "An AC-DC converter with low input distortion and near unity power factor" von M. J. Willers u. a. (European Power Electronics Conference Proceedings '93 Vol. 4. S. 1 ff) ist u. a. eine Lösung beschrieben, durch Modulation der Schaltfrequenz die Funkstörspannungen insgesamt zu reduzieren. Die Modulation erfolgt hier mittels eines zusätzlichen Oszillators, der jeweils beim Nulldurchgang der Netzspannung auf einen definierten Wert gesetzt wird. Es wird sowohl ein dreieckförmiger Verlauf der Schaltfrequenz (mit Umkehrpunkten beim Stromminimum und beim Strommaximum) wie auch ein sägezahnförmiger Verlauf (mit Rücksetzen jeweils im Spannungsnulldurchgang) beschrieben, wobei mit sägezahnförmigen Verlauf bessere Ergebnisse erzielt wurden (mutmaßlich, da hier im Gegensatz zum dreieckförmigen Verlauf jede Strom-/Schaltfrequenzkombination je Halbwelle nur einmal auftritt). Eine weitere Beeinflussung der Schaltfrequenz durch die Netzspannung ist nicht gegeben.

Eine ähnliche Anordnung ist auch in DE 35 41 307 C1 "Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Gleichspannung aus einer sinusförmigen Eingangsspannung" beschrieben. Auch hier erfolgt die Modulation mittels eines zusätzlichen Dreieck-Oszillators, der jeweils beim Nulldurchgang der Netzspannung getriggert wird. Dieser zusätzlicher Oszillator, der zunächst eine netzsynchrone Dreiecksspannung erzeugt, besteht hier aus dem Nullspannungsdetektor, einem Monoflop und einem Integrator. Die Ausgangsspannung des Integrators wird dem schaltfrequenzbestimmenden Element, einem VCO, der eine der Eingangsspannung proportionale Frequenz erzeugt, zugeführt. Zwischen zwei Nulldurchgängen der Netzspannung ist der Verlauf der Dreiecksspannung am Ausgang des Integrators und damit auch die Schaltfrequenz unabhängig vom Verlauf der Netzspannung.

In der Schrift DE 35 41 307 C1 ist darüber hinaus angegeben, daß eine hohe Steilheit der Schaltfrequenz im Bereich der minimalen Schaltfrequenz (die bei der hier vorgestellten Lösung im Strommaximum auftritt) vorteilhaft sei, da hier zur Erreichung eines bestimmten Dämpfungsfaktors besonders große Filterelemente erforderlich seien (Es sei allerdings angemerkt, daß dies durch Normenvorgaben relati-

viert wird, da bei niedrigen Frequenzen höhere Störspannungen zulässig sind). Prinzipiell vorgeschlagen wird daher ein konkaver Frequenzverlauf mit einem Umkehrpunkt im Strommaximum; ein technischer Lösungsansatz zur Realisierung dieser Funktionalität wird allerdings nicht beschrieben.

Die bestimmungsgemäße Funktion dieser Lösungen in den Varianten mit dreieckförmigen Verlauf der Modulationsspannung ist abhängig von Toleranzen der Bauelemente, Drifteffekten und Schwankungen der Frequenz der Eingangsspannung; bereits kleine Abweichungen vom Idealzustand führen zu einem Betrieb an einer Begrenzung des Integrators mit der Folge einer zeitweilig konstanten Schaltfrequenz im Stromminimum oder -maximum und entsprechenden Spitzen im Störspannungsverlauf. Es erfolgt keine automatische Anpassung an eine veränderte Frequenz der Eingangsspannung, wie es bei weltweiten Einsatz von Geräten (mit 50 oder 60 Hz Netzfrequenz) erforderlich ist. Die Variante mit sägezahnförmigen Verlauf verhält sich sowohl bezüglich der Abhängigkeit von Bauteiltoleranzen wie auch bezüglich der Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz günstiger; der Hub der Frequenz wird allerdings bei 60 Hz Netzfrequenz geringer.

In "An AC-DC converter with low input distortion and near unity power factor" von M. J. Willers u. a. (European Power Electronics Conference Proceedings '93 Vol. 4. S. 1 ff) ist neben der schon oben beschriebenen Lösung mit einem eingangsspannungsgetriggerten Wobbelgenerator auch theoretisch eine Lösung beschrieben, in der die Modulation in Abhängigkeit von der Netzeingangsspannung erfolgt. Als nachteilig wird beschrieben, daß aufgrund der minimalen Änderungsgeschwindigkeit der Schaltfrequenz im Strommaximum in diesem Betriebspunkt höhere Störspannungen auftreten.

Eine technische Ausführung dieses Lösungsansatzes ist aus US 5,146,398 "Power factor correction device provided with a frequency and amplitude modulated boost converter" bekannt. Hier wird eine Leistungsfaktorkorrekturschaltung, deren Stromregelung nach dem Current-Mode-Prinzip betrieben wird, beschrieben; zum Ausgleich von Verzerrungen des Netzstromes wird durch Aufschaltung eines eingangsspannungsabhängigen Stromes auf den Ladestrom des frequenzbestimmenden Kondensators die Schaltfrequenz so moduliert, daß ein sinusförmiger Verlauf der Frequenz mit dem Maximum im Nullpunkt der Netzspannung und dem Minimum im Spannungsmaximum entsteht.

Eine weitere ähnliche Lösung ist aus der Applikationschrift von SGS-Thomson «Frequency Modulation on L4981B» (AN833/0795) bekannt. In dieser Schrift wird ein Ansteuerbaustein für eine Leistungsfaktorkorrekturschaltung beschrieben, der u. a. einen Schaltungsteil zur Frequenzmodulation enthält. Hier wird die gleichgerichtete Netzspannung mit einem Dividierer durch den Effektivwert geteilt; der Ausgangsstrom des Dividierers reduziert über eine Subtrahierschaltung den Ladestrom des frequenzbestimmenden Kondensators. Damit ist bei der Amplitude der Netzspannung die Schaltfrequenz minimal mit einem flachen Verlauf.

Die Erfindung, wie im Oberbegriff des Anspruchs 1 angegeben, sowie die oben beschriebenen Lösungen müssen abgegrenzt werden zu Energiewandlerkonzepten mit Laststeuerung über die Variation der Schaltfrequenz, wie sie beispielsweise in «Unitrode Product & Applications Handbook 1995-1996» u. a. in der Application Note U-138 (S10-363 ff.) beschrieben sind.

Aufgabe der Erfindung ist es, einen wie im Oberbegriff des Patentanspruchs 1 angegebenen getakteten Energiewandler mit einer möglichst kostengünstigen Schaltung zu

versehen, die den Energiewandler so ansteuert, daß das Spektrum der Funkstörspannungen am Netzeingang möglichst gleichmäßig ohne Spitzen verläuft.

Diese Aufgabe wird gemäß Kennzeichen des Anspruches 1 gelöst.

Folgende Vorteile bieten die Gegenstände des Hauptanspruchs und der zugehörigen Unteransprüche:

Zu Anspruch 1: Es werden durch Modulation der Schaltfrequenz die Funkstörspannungen reduziert, ohne daß hierfür ein aufwendiger zusätzlicher Oszillator für die Generierung der Modulationsfrequenz erforderlich ist; es wird vielmehr die Variation einer Versorgungsspannung während einer Netzperiode zur Veränderung der Schaltfrequenz genutzt. Da die Störenergie je Schaltvorgang vom zu schaltenden Strom abhängt, ist es sinnvoll, das Netzwerk so auszuführen, daß die Veränderungsgeschwindigkeit der Schaltfrequenz im Strombetragsmaximum maximal und im Bereich des Strombetragsminimum minimal ist und im Strombetragsminimum ein Frequenzsprung auftritt. Dies kann durch eine Phasenverschiebung vorzugsweise um ca. 90° der schaltfrequenzbestimmenden Spannung, bzw. des schaltfrequenzbestimmenden Stromes, gegenüber der Spannung der Quelle erfolgen. Günstig wirkt sich auch aus, daß aufgrund des während einer Halbwelle stetig fallenden oder steigenden Verlaufs der Schaltfrequenz jede Strom-/Frequenzkombination je Halbwelle nur einmal auftritt. Durch die Bindung der Schaltfrequenz an die Eingangsspannung ist eine selbsttätige Anpassung an Veränderungen der Eingangsspannungsfrequenz gegeben, wobei sich der Frequenzhub verändern kann.

Zu Anspruch 2: Ein VCO setzt eine Eingangsspannung, bzw. einen Eingangsstrom, in eine von der Eingangsgröße abhängige Frequenz um, wobei hier auch Bauformen mit Variation der Ausgangsfrequenz innerhalb eines nach oben und unten begrenzten Bandes bekannt sind.

Zu Anspruch 3: Es handelt sich um eine einfache Form einer Anpaßschaltung zur Ansteuerung eines VCO

Zu Anspruch 4: Durch die Gleichrichtung wird eine wellige Gleichspannung von doppelter Netzfrequenz generiert und damit eine bezüglich der Netzhalbwellen symmetrische Modulation bewirkt.

Zu Anspruch 5: Durch Verwendung von RC-Gliedern wird eine Phasenverschiebung hervorgerufen.

Zu Anspruch 6: Durch Aufschaltung einer zusätzlichen Gleichspannung kann eine beispielsweise durch Verschiebung der Eingangsspannung entstehende negative Gleichspannung am Ausgang verhindert werden.

Zu Anspruch 7: Durch einen Verstärker kann eine Anpassung erfolgen; weiterhin kann durch eine geeignete Beschaltung des Verstärkers, beispielsweise als Integrator für den Wechselspannungsanteil oder als Differentiator, eine Phasenverschiebung zwischen Ausgangsspannung des Netzwerks und Oszillator bewirkt werden.

Zu Anspruch 8: Durch den Einsatz des Dividierers wird der Einfluß einer bezüglich des Effektivwerts veränderlichen Spannung der Quelle eliminiert.

Zu Anspruch 9: Der Widerstand bewirkt eine Aufschaltung einer Gleichspannung entsprechend Anspruch 7, wobei die Spannung am Kondensator als Gleichspannungsquelle genutzt wird. Hiermit wird auch für die Aufschaltung der Effekt eines veränderlichen Effektivwerts der Quelle eliminiert.

Zu Anspruch 10: Durch eine stromabhängige Modulation kann eine Anpassung der Modulation an unterschiedliche Lastverhältnisse erfolgen und damit der Einfluß einer veränderlichen Amplitude der Netzspannung eliminiert werden.

Zu Anspruch 11: Die insbesondere bei direkter Shuntmessung meist niedrigen Ausgangspegel einer Stromerfassung

können über eine Verstärkerschaltung angehoben werden.

Zu Anspruch 12: Die bei üblichen Schaffregler-IC angewandte Oszillatorschaltung verhält sich als VCO, wenn man den Kondensator parallel aus der Ladeeinrichtung des IC und der eingangsspannungsabhängigen Modulationsspannung auflädt. Die Modulation erfolgt hier über Veränderung eines Eingangsstromes.

Zu Anspruch 13: Durch ein strombegrenzendes Element wird der Bereich der Schaltfrequenz eingestellt.

Zu Anspruch 14: Der Einsatz einer spannungsabhängigen Stromquelle bewirkt eine Linearisierung der Schaltfrequenz in Abhängigkeit der Ausgangsspannung des Netzwerks.

Zu Anspruch 15: Durch Überlagerung mehrerer Größen, beispielsweise Netzstrom und Netzspannung, können last- und netzspannungsabhängige Veränderungen ausgeglichen werden.

Zu Anspruch 16: Die Anwendung ist auch möglich bei Einsatz mehrerer Energiewandler, beispielsweise bei PFC mit nachgeschaltetem DC/DC-Wandler.

Zu Anspruch 17: Durch synchronisierte Ansteuerung werden Interferenzen vermieden.

Zu Anspruch 18: Durch phasenverschobene Schaltzeitpunkte werden schaltfrequente Oberschwingungen reduziert (Überlagerung bewirkt Verminderung)

Zu Anspruch 19: Optimal ist im Regelfall bei Ansteuerung mehrerer Energiewandler die gleichmäßige Phasenversetzung.

Zu Anspruch 20: Zur Erzielung einer symmetrischen Modulation bei n-phasigen Netzen wird eine Modulationsspannung mit einer Frequenz von $2 \times m \times f_N$ erzeugt.

Im folgenden wird die Erfindung anhand von acht Figuren Abbildungen beispielhaft näher beschrieben

Es zeigen

Fig. 1: Prinzipschaltbild (als Blockschaltplan)

Fig. 2: Ausführungsbeispiel eines Netzwerks zwischen Netz und Oszillator.

Fig. 3: Ausführungsbeispiel mit zusätzlichem Verstärker

Fig. 4: Ausführungsbeispiel mit Dividierer

Fig. 5: Ausführungsbeispiel mit Nutzung des netzseitigen Stroms als netzfrequenzabhängige Größe

Fig. 6: Ausführungsbeispiel mit Anschluß des Netzes an einen spannungsgesteuerten Oszillator

Fig. 7: Ausführungsbeispiel für den Anschluß mehrerer Energiewandler

Fig. 8: Ausführungsbeispiel für dreiphasigen Anschluß

Fig. 1 ist eine Grunddarstellung des Prinzips. Ein getakteter Energiewandler (2), beispielsweise ein DC/DC-Wandler oder ein Steller zur Erzeugung eines Eingangsstroms mit vorgegebener Stromkurvenform, speist eine Last (3). Versorgt wird der Wandler (2) aus einem Netz (1) mit im Millisekundenbereich veränderlicher Eingangsspannung, beispielsweise einem Wechselstromnetz. Zur Ansteuerung wird eine Steuerschaltung (4) eingesetzt, die u. a. einen Oszillator (5), enthält. Die Frequenz des Oszillators (5) ist abhängig von einer Spannung oder einem Strom am Eingang; dies wird realisiert beispielsweise durch einen Kondensator, der eingangsabhängig geladen wird und bei Erreichen eines bestimmten Schwellwerts auf einen anderen Wert entladen wird. An den Eingang des Oszillators (5) ist, evtl. zusätzlich zu einer internen Spannung der Steuerschaltung (4), die Ausgangsspannung (8) eines Anpaßnetzwerks 6 geführt, dessen Eingang (7) mit dem Netz (1) verbunden ist. Das Anpaßnetzwerk (6) formt, beispielsweise durch Gleichrichtung, Widerstandsteilung, Verstärkung oder Phasenverschiebung über Kondensatoren oder Drosseln und Widerstände (passive Komponenten) die Eingangsspannung in eine andere, angepaßte Spannung um, die über die ganze Periode in ihrem Verlauf abhängig von der Eingangsspannung ist und

sich während einer Periode kontinuierlich verändert. Da die Frequenz des Oszillators (4) vom Momentanwert der Spannung am Ausgang (8) abhängig ist, ergibt sich eine kontinuierliche Veränderung der Taktfrequenz des Energiewandlers (2) mit einer Modulationsfrequenz abhängig von der Spannung am Ausgang (8) des Netzwerks (6).

Fig. 2 zeigt ein Ausführungsbeispiel für das Netzwerk (6). Die Spannung am Eingang (7) wird zunächst über die Gleichrichterbrücke (10), bestehend aus 4 Dioden (11, 12, 13, 14), wobei die Dioden (13, 14) gleichzeitig Teil des Gleichrichters für den Leistungsteil sein können, gleichgerichtet, wodurch sich eine wellige Gleichspannung mit der doppelten Netzfrequenz ergibt. Damit ist eine Symmetrie für die Netzhalfwellen gewährleistet. Die Impedanzen (21, 22) setzen die u. U. hohe Spannung am Eingang (7) in eine niedrige Spannung für die Elektronik um; die Impedanz (23) begrenzt den Strom am Ausgang (8). Prinzipiell kann auf die Impedanz (22) verzichtet werden; die Impedanz (23) kann kurzgeschlossen sein. Im einfachsten Fall ist lediglich die Impedanz (21) vorhanden, ausgeführt beispielsweise als Kondensator, dessen Strom von der Veränderungsgeschwindigkeit der Eingangsspannung abhängig ist und damit die Phasenverschiebung bewirkt. Die Impedanzen (21, 22) können realisiert sein als Parallelschaltung eines Kondensators mit einem Widerstand; auch damit wird eine Phasenverschiebung zwischen der Spannung am Eingang (7) und der Spannung am Ausgang (8) bewirkt und somit die erwünschte hohe Veränderungsgeschwindigkeit im Spannungsmaximum erreicht. Der parallelgeschaltete Widerstand ist zur Entladung des Kondensators der Impedanzen (21, 22) zweckmäßig. Die Diodenbrücke (11, 12, 13, 14) kann im Fall der Vorschaltung einer Leistungsfaktorkorrekturschaltung auch die Funktion der Gleichrichtung für die Versorgung des Leistungsteils (2) übernehmen. Zusätzlich ist hier eingezeichnet die Aufschaltung einer Gleichspannung (25) über einen Widerstand (24); diese Quelle liefert einen Strom, der einen möglichen in den Ausgang (8) hineinfließenden Strom, der beispielsweise bei der Entladung eines Kondensators auftreten kann, zumindest kompensiert. Damit wird eine negative Spannung oder ein negativer Strom am Eingang (5) verhindert.

Sofern als Impedanzen (21, 22, 23) ausschließlich Widerstände vorgesehen werden, erfolgt eine Modulation der Schaltfrequenz ohne Phasenverschiebung zwischen zwischen Spannung der Quelle (1) und Ausgang (8) des Netzwerks (6); die Veränderungsgeschwindigkeit der Schaltfrequenz ist in diesem Fall im Strommaximum minimal.

Fig. 3 zeigt die Erweiterung der Schaltung nach Fig. 2 um einen gegengekoppelten Verstärker. Bei entsprechender Beschaltung durch zweckmäßige Bestimmung der Impedanzen (32, 33) entsprechend den bekannten Vorschlägen zur Beschaltung von Operationsverstärkern, beispielsweise als Integrator für den Wechselspannungsanteil oder als Differenziator, kann über diesen Verstärker neben einer Spannungsanpassung auch eine Phasenverschiebung zwischen Spannung am Eingang des Verstärkers (34) und Spannung, bzw. Strom am Eingang des Oszillators (5) bewirkt werden.

Bei den oben beschriebenen Lösungen verändert sich der Schaltfrequenzbereich bei Veränderung der Amplitude der Spannung des Netzes (1); bei Absinken der Spannung wird der Frequenzhub kleiner.

Fig. 4 zeigt, wie durch einen Dividierer (41) der Einfluß der Veränderung der Amplitude der Spannung des Netzes (1) kompensiert werden kann. Die gleichgerichtete Spannung am Eingang (7) wird geglättet, beispielsweise durch ein Tiefpaßfilter mit Spannungsabsetzungen, bestehend aus einem ohmschen Teiler (47, 48 oder 21, 22, 23, 45, 48) und einer Kapazität (46). Die Zeitkonstante ist groß gegenüber

der Frequenz des Netzes (1); die Spannung am Eingang (43) des Dividierers ist daher proportional zur Amplitude der Spannung des Netzes (1) und verändert sich während einer Netzperiode nur geringfügig. Für die Spannung am Ausgang (44) gilt, daß sie der Quotient aus der Spannung am Eingang (42) geteilt durch die Spannung am Eingang (43) ist; sie hat daher die Kurvenform der Eingangsspannung, die Amplitude ist aber stets nahezu konstant. Ein negativer Strom am Eingang (42) des Dividierers kann hier ebenfalls spannungsabhängig kompensiert werden, indem man als Spannungsquelle (25) die Spannung am Kondensator (46), die ein Abbild des Effektivwerts der Netzspannung ist, heranzieht; bei einer festen Gleichspannung (25) wäre eine Abhängigkeit der Schaltfrequenz von der Schaltfrequenz gegeben.

Eine weitere Möglichkeit, den Einfluß der Veränderung der Netzspannung zu kompensieren, besteht darin, eine netzstromabhängige Spannung an den Eingang des Oszillators (5) zu führen. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Fig. 5; der (gleichgerichtete) Strom des Netzes (1) fließt über einen Shunt (53) und ruft hier einen stromproportionalen Spannungsabfall hervor. Die Spannung am Shunt (53) hat die doppelte Netzfrequenz; eine weitere Gleichrichtung erübrigt sich daher. Bei kleinen Strömen nimmt die Variationsbreite der Frequenz ab; dies ist hinnehmbar, da die Funkstörspannungen erfahrungsgemäß mit sinkenden Strömen gleichfalls abnehmen. Angesichts des niedrigen Pegels der Spannung am Shunt (53) ist eine Nachverstärkung sinnvoll; alternativ kann auch ein Stromwandler in der Netzzuleitung (mit entsprechend höherem Pegel) mit Gleichrichtung oder ein Gleichstromwandler eingesetzt werden.

Fig. 6 zeigt den Funktionszusammenhang der Erfindung mit einem Oszillator (5) eines typischen Schaltregler-ICs (beschrieben u. a. in "Unitorde Product & Applications Handbook 1995-1996" in der Application Note U-93, S10-9 ff., für den UC3846). Ein Kondensator (61) wird durch eine Stromquelle (62) aufgeladen. Ein Verstärker (64) vergleicht die Spannung des Kondensators (61) mit einer Referenzspannung (66); bei Erreichen des oberen Schwellwerts wird der Schalter (65) geschlossen und der Kondensator (61) über die gegenüber der Stromquelle (62) wesentlich stärkere Stromquelle (67) entladen. Bei Erreichen des durch die Hysterese des Verstärkers (64) vorgegebenen unteren Schwellwerts wird der Schalter (65) wieder geöffnet. Der Ausgang (69) des Verstärkers (64) wird an interne Komponenten der Ansteuerung (4) geführt; während der impulsartigen Entladung des Kondensators (61) wird ein neuer Schaltzyklus des Energiewandlers (2) gestartet. Bei einigen Regelkonzepten wird die etwa dreieckförmige Spannung des Kondensators (61) mit einer Regelspannung zur Ansteuerung des Energiewandlers (2) verglichen; in Fig. 6 ist der entsprechende Anschluß (68) herausgeführt.

Die Spannung am Ausgang (8) des Netzwerks (6) ist in diesem Beispiel gleich der Spannung am Kondensator (61); es fließt abhängig von den Impedanzen (21, 22, 23) und der Spannung des Netzes (1) ein Strom durch den Widerstand (23), der den Kondensator (61) zusätzlich auflädt. Der Kondensator (61) erreicht daher schneller als durch die Stromquelle (62) vorgegeben den Schwellwert; die Schaltfrequenz steigt an. Je höher der Strom durch den Widerstand (8) ist, um so höher ist auch die Schaltfrequenz.

Fig. 7 zeigt ein Anwendungsbeispiel für den Anschluß mehrerer getakteter Energiewandler, beispielsweise die Reihenschaltung einer Leistungsfaktorkorrekturschaltung mit DC/DC-Wandlern. Der Ausgang (69), der ein Vielfaches (mit der Zahl der Energiewandler als Multiplikator) der Schaltfrequenz der nachgeschalteten Energiewandler (75, 76, 77) besitzt, einer wie oben beschriebenen Lösung aus

Anpaßnetzwerk (6) und Oszillator (5) wird zunächst an einen Frequenzteiler geführt, der die Entladeimpulse des Ausgangs (69) nacheinander an die Ansteuerschaltungen (72, 73, 74) der Wandler (75, 76, 77) führt.

Fig. 8 zeigt ein Ausführungsbeispiel für ein dreiphasiges Netz; durch die 6pulsige Gleichrichtung über die Dioden (11, 12, 13, 14, 15, 16) ergibt sich eine Spannung am Ausgang (8) mit der sechsfachen Netzfrequenz, die zu einer Symmetrierung für jede Leitphase der Dioden führt.

Patentansprüche

1. Schaltung zur Ansteuerung getakteter elektronischer Energiewandler (2), dessen Eingangsstrom einen Verlauf aufweist, der eine mit dem Verlauf der Ausgangsspannung der Quelle (1, 53) übereinstimmende Frequenz und Phasenlage aufweist, und mit einem die Schaltfrequenz bestimmenden Schaltungsteil (5), der so über ein elektrisches Netzwerk (6) mit einer Quelle (1, 53) mit periodisch zeitveränderlicher Ausgangsspannung verbunden ist, daß sich in jedem Moment eine Abhängigkeit der momentanen Schaltfrequenz des Energiewandlers (2) vom Momentanwert der Ausgangsspannung der Quelle (1, 53) ergibt **dadurch gekennzeichnet, daß**

– das elektrische Netzwerk (6) eine Phasenverschiebung zwischen der Spannung an seinem Eingang (7) und der Spannung oder dem Strom an seinem Ausgang (8) bewirkt, sodaß die maximale Schaltfrequenzänderung etwa im Betrags-Maximum des Eingangsstroms des Energiewandlers (2) erreicht wird

– sowie Maximal- und Minimalwert der Schaltfrequenz etwa beim Betrags-Minimum des Stromes am Eingang des Energiewandlers auftreten

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der die Schaffrequenz bestimmende Schaltungsteil (5) als spannungs-(VCO) oder stromgesteuerter Oszillator ausgeführt ist und der Ausgang (8) des Netzwerkes (6) mit dem Eingang des Oszillators verbunden ist.

3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Netzwerk (6) eine Reihenschaltung passiver Komponenten aufweist, welche mittelbar (Fig. 2, 3, 4, 6, 8) oder unmittelbar (Fig. 5) mit der Quelle (1, 53) verbunden ist, wobei eine weitere passive Komponente (23) mit dem Abgriff der Reihenschaltung (21, 22) verbunden ist und mindestens eine Komponente ein Kondensator oder eine Induktivität ist.

4. Schaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß

– die Quelle (1) eine wellige Gleichspannung abgibt oder

– eine Wechselspannungsquelle ist, die über eine Gleichrichterschaltung (10, 11, 12, 13, 14, 15, 16) an den Eingang des Netzwerkes (6) angeschlossen ist.

5. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine der Komponenten (21; 22) als Parallelschaltung eines Kondensators und eines Widerstand ausgeführt ist und die übrigen Komponenten (22, 23; 21, 23) Widerstände sind.

6. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Ausgang (8) des Netzwerkes (6) über einen Widerstand (24) mit einer Gleichspannungsquelle (25) verbunden ist.

7. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, da-

durch gekennzeichnet, daß ein Verstärker (31) mit einer Eingangsimpedanz (32) und einer Rückführungsimpedanz (33) zwischen dem Ausgang (8) des Netzwerkes (6) und dem frequenzbestimmenden Schaltungsteil (5) angeordnet ist und daß Verstärker (31) und die zugehörige Beschaltung (32, 33) eine Phasenverschiebung zwischen der Spannung am Ausgang (8) und der Spannung oder dem Stromes am frequenzbestimmenden Schaltungsteil (5) bewirken.

8. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Ausgang (8) des Netzwerkes (6) an den Zählereingang (42) eines Dividierers (41) geführt ist, an dessen Nennereingang (43) eine zur Spannung der Quelle (1, 53) proportionale Gleichspannung mit geringer Welligkeit geführt ist, und dessen Ausgang (44) mit dem Eingang des frequenzbestimmenden Schaltungsteils (5) verbunden ist.

9. Schaltung nach einem der Ansprüche 6 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Eingänge des Dividierers (42, 43) über einen Widerstand (47) miteinander verbunden sind.

10. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein Ausgangssignal einer Stromistwerterfassung (53) als netzabhängige Quelle genutzt wird.

11. Schaltung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen der Stromistwerterfassung (53) und dem Netzwerk (7) eine Verstärkerschaltung angeordnet ist.

12. Schaltung nach einem der Ansprüche 2 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß der spannungsgesteuerte Oszillator (5) aus einem Kondensator (61), einer Ladeeinrichtung (62), die diesen Kondensator auflädt, und einer Entladeeinrichtung (63) besteht, und der Ausgang (8) des Netzwerkes (6) mit einem Pol des Kondensators (61) verbunden ist.

13. Schaltung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem Ausgang (8) des Netzwerkes (6) und dem Kondensator (61) ein strombegrenzendes Element eingefügt ist.

14. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem Ausgang (8) des Netzwerkes (7) und dem frequenzbestimmenden Schaltungsteil (5) Kondensator eine Schaltung eingefügt ist, die die Spannung am Ausgang (8) des Netzwerkes (6) in einen hierzu proportionalen Strom umwandelt.

15. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß mehrere der beschriebenen Netzwerke (6) parallel verwendet werden, deren Ausgänge (8) miteinander verbunden sind und gemeinsam an den frequenzbestimmenden Schaltungsteils (5) eines Energiewandlers (4) geführt sind.

16. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgänge (8) mehrerer der an die Quelle angeschlossener Netzwerke (6) mit den frequenzbestimmenden Schaltungsteilen (5) mehrerer Ansteuerschaltungen (4) für mehrere getaktete Energiewandler (2) verbunden sind.

17. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß an den frequenzbestimmenden Schaltungsteil (5), an den das oder die Netzwerke (6) geführt sind, über eine Koppelschaltung (71) Steuerschaltungen (72, 73, 74) für einen oder mehrere Energiewandler (75, 76, 77) so angeschlossen sind, daß alle angeschlossenen Energiewandler mit der gleichen Taktfrequenz betrieben werden.

18. Schaltung nach Anspruch 17, dadurch gekenn-

z. ichnet, daß die Koppelschaltung (71) eine Zeitverschiebung zwischen den Schaltzeitpunkten der Steuerung (72, 73, 74) bewirkt.

19. Schaltung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß als Koppelschaltung (71) ein Frequenzteiler $1/n$ für n Energiewandler (75, 76, 77) eingesetzt wird und bei jedem Impuls des Oszillators (5) einer der n Energiewandler (75, 76, 77) geschaltet wird. 5

20. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 19, dadurch gekennzeichnet, daß die Quelle (1) m -phasig ist und der Gleichrichter (10) als Brücke mit $2 \times m$ Dioden (11, 12, 13, 14, 15, 16) ausgeführt ist. 10

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

Fig. 1

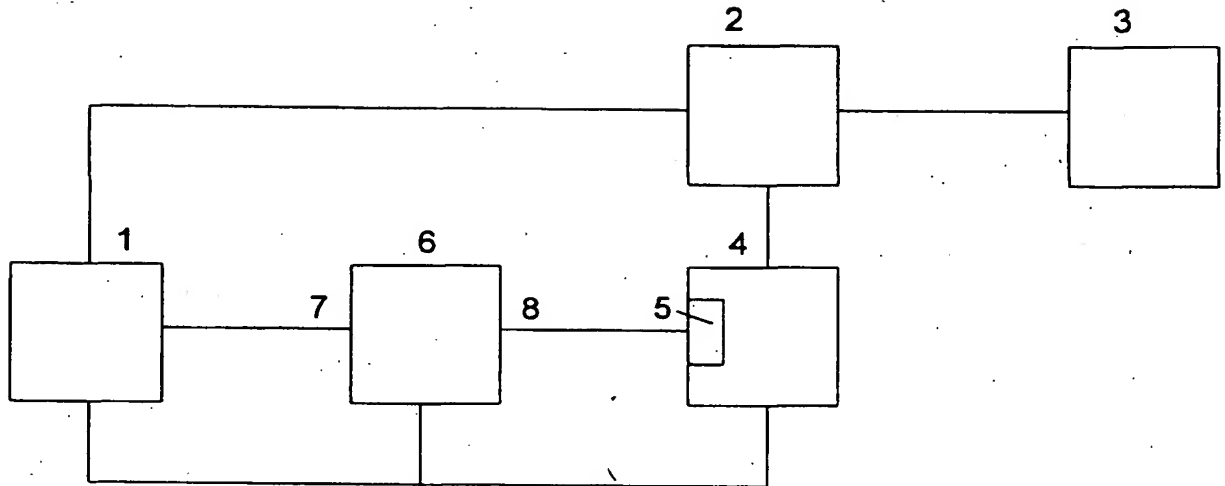


Fig. 2

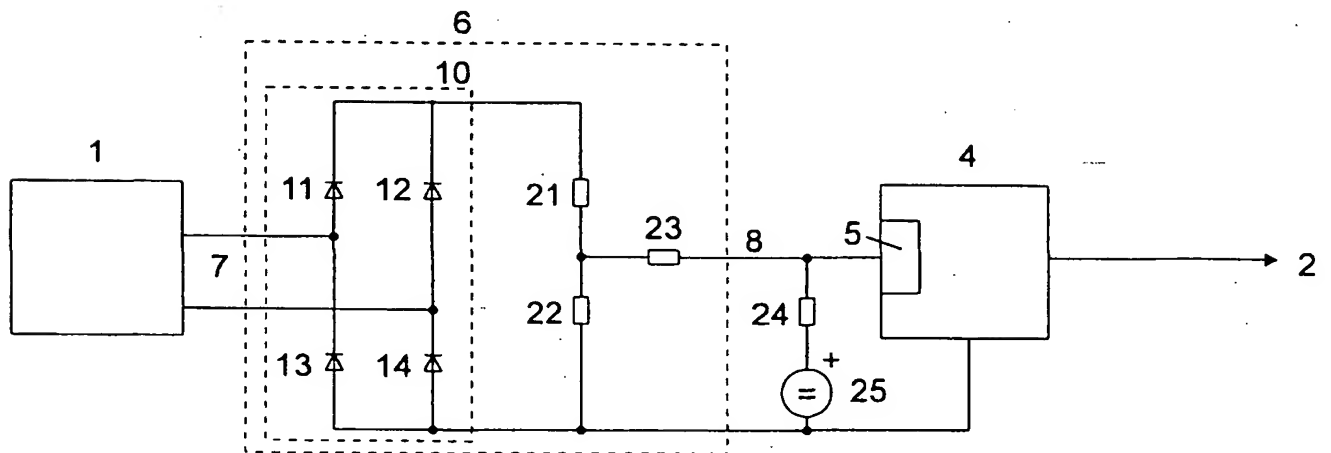


Fig. 3

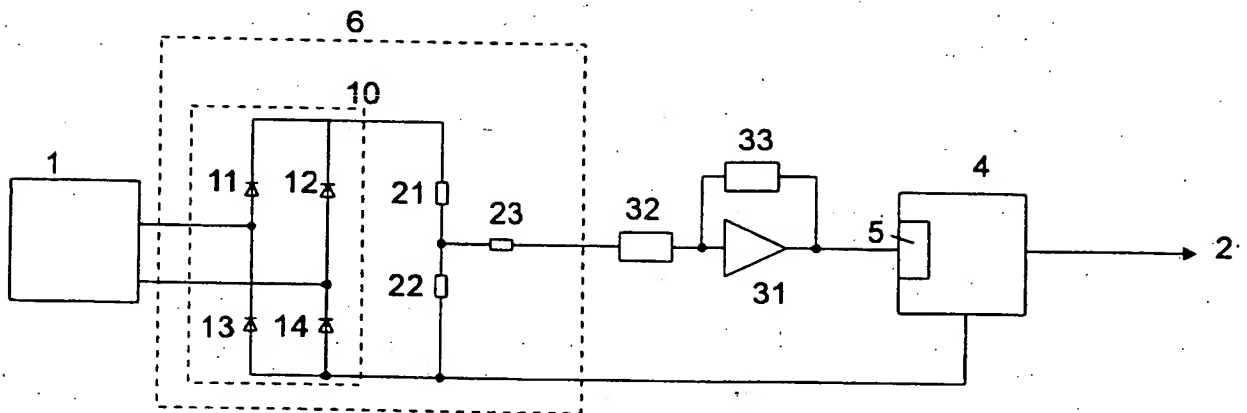


Fig. 4

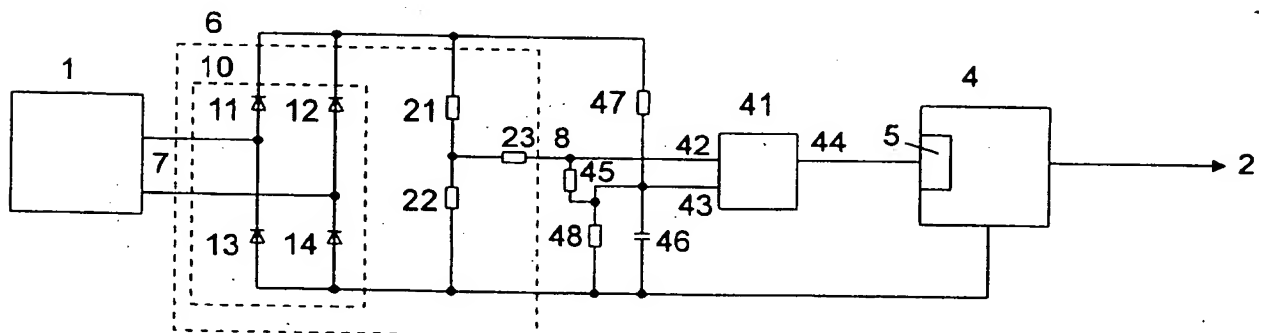


Fig. 5

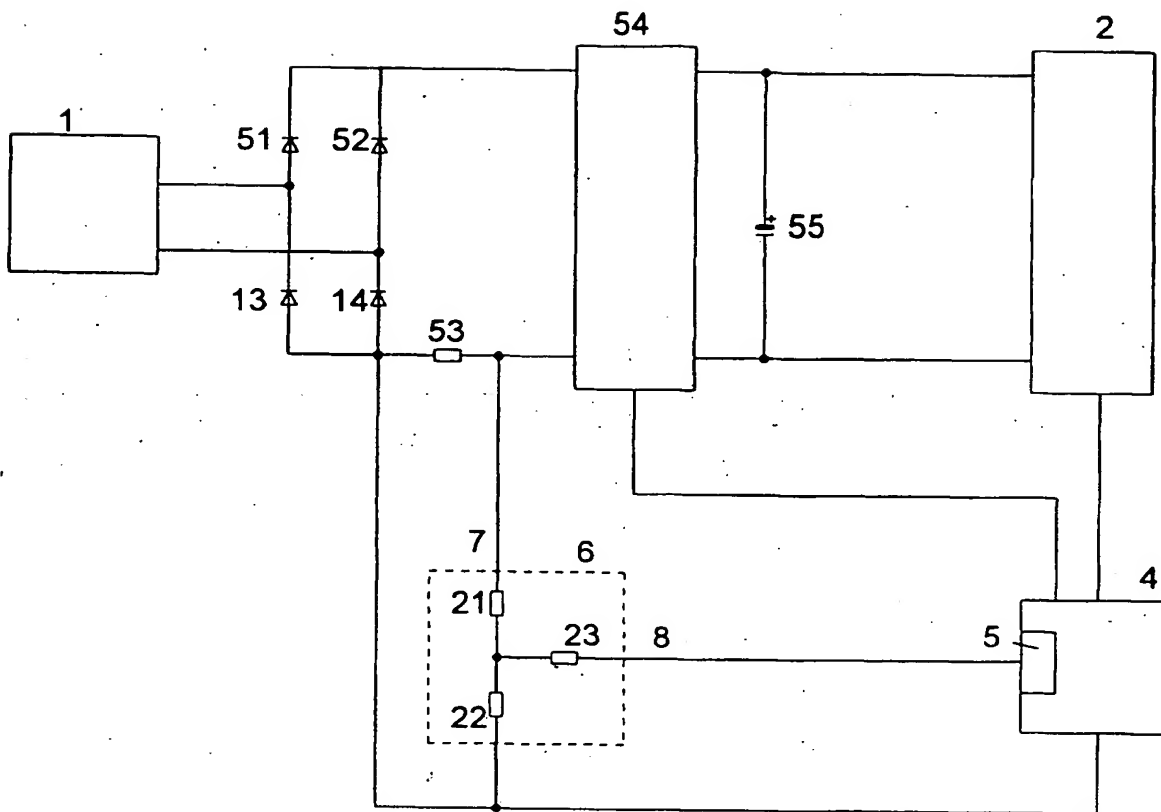


Fig. 6

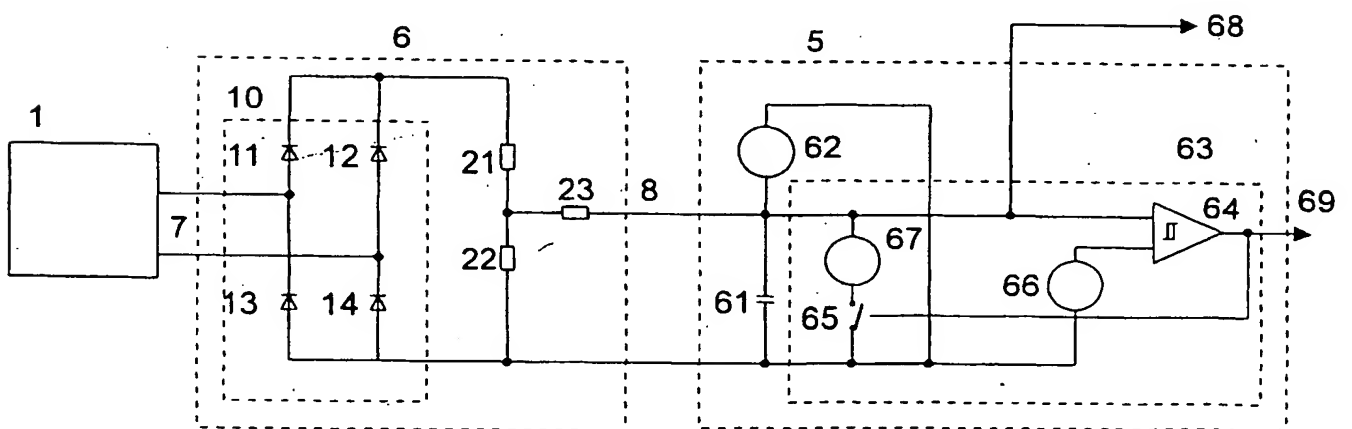


Fig. 7

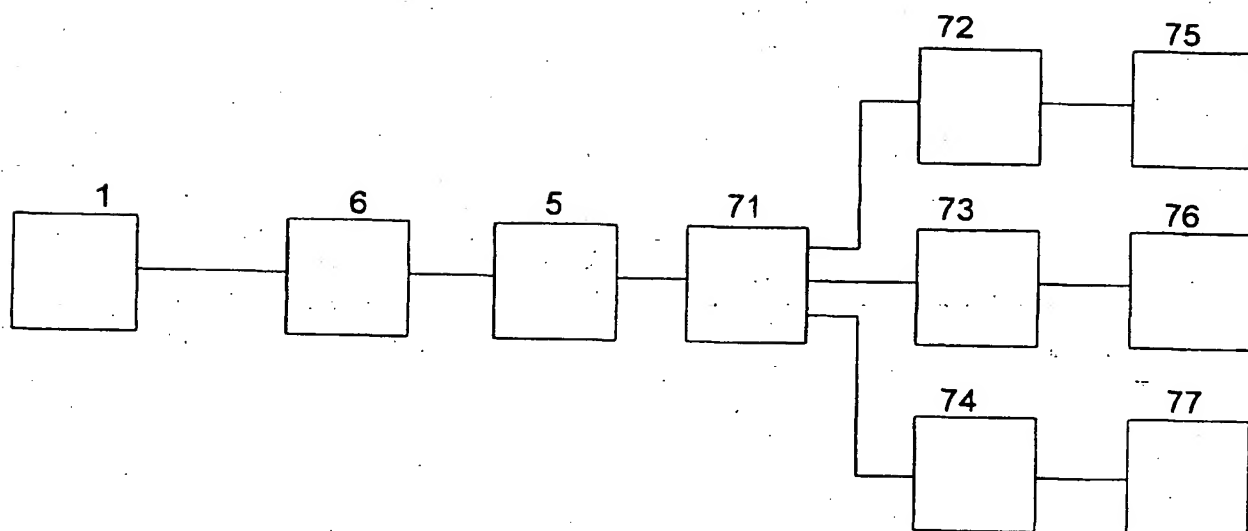
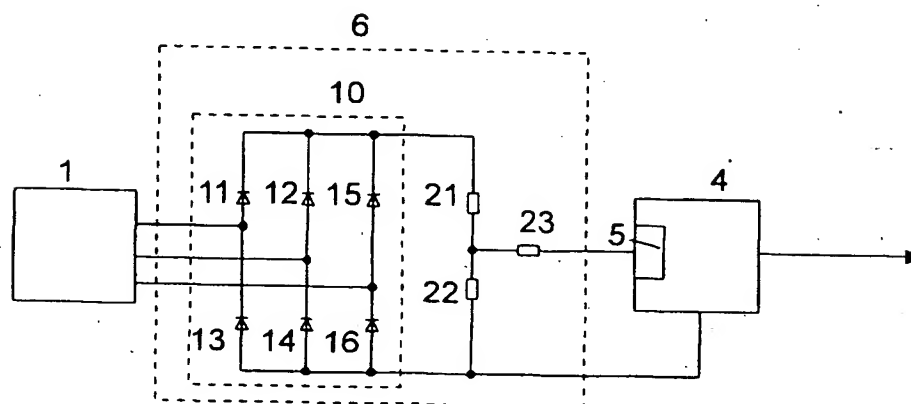


Fig. 8



Clocked power converter control circuit, especially for lamp inverter

Patent Number: DE19635355
Publication date: 1998-03-12
Inventor(s): -
Applicant(s): FULD ING GMBH DR (DE)
Requested Patent: ☐ DE19635355
Application Number: DE19961035355 19960831
Priority Number(s): DE19961035355 19960831
IPC Classification: H02M1/12; H02M3/00; H02M7/00; G05F1/70
EC Classification: H02M1/00B
Equivalents:

Abstract

The circuit has the component (5) of a trigger unit (4) determining the switching frequency connected by a network (6) to a source (1) with a time-variable voltage. Thus at every instant, a dependency of the instantaneous switching frequency upon the instantaneous value of the source arises. Also, the network effects a phase shift between the input voltage (7) and the output voltage or current (8). The above-mentioned component is constructed as a voltage- or current-controlled oscillator and the output of the network is applied to the input of the oscillator.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: WMP-IFT-956

SERIAL NO: 10/661,337

APPLICANT: Feldtkeller

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100